

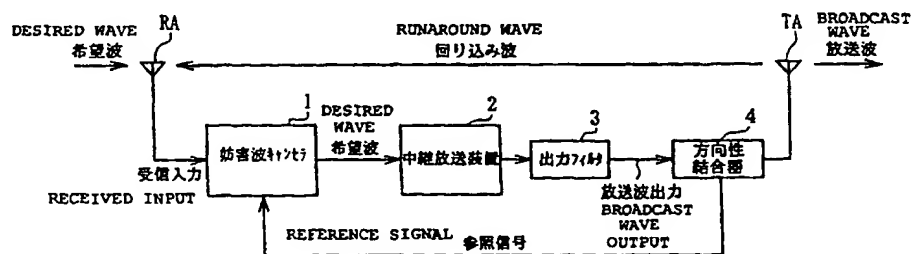


(51) 国際特許分類6 H04J 11/00	A1	(11) 国際公開番号 WO99/65173 (43) 国際公開日 1999年12月16日(16.12.99)
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/03105</p> <p>(22) 国際出願日 1999年6月10日(10.06.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/162189 1998年6月10日(10.06.98) JP</p> <p>(71) 出願人 日本放送協会(NIPPON HOSO KYOKAI)[JP/JP] 〒150-8001 東京都渋谷区神南2丁目2番1号 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者 澁谷一彦(SHIBUYA, Kazuhiko) 居相直彦(IAI, Naohiko) 今村浩一郎(IMAMURA, Koichiro) 〒157-8510 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内 Tokyo, (JP)</p> <p>(74) 代理人 杉村暁秀, 外(SUGIMURA, Akihito et al.) 〒100-0013 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 霞山ビルディング Tokyo, (JP)</p>		<p>(81) 指定国 CN, KR, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

Best Available Copy

(54)Title: CANCELLER FOR JAMMING WAVE BY INTERFERENCE

(54)発明の名称 干渉による妨害波キャンセラ



- 1 ... JAMMING WAVE CANCELLER
- 2 ... RELAY BROADCASTING DEVICE
- 3 ... OUTPUT FILTER
- 4 ... DIRECTIONAL COUPLER

(57) Abstract

A broadcast wave repeater station of a direct repeating system in SFM of a digital broadcast wave by a BST-OFDM system or the like, wherein provided are a digital signal processing unit for generating a duplicated signal corresponding to a jamming component by a digital filter which receives, in order to remove jamming by an interference between a transmitting antenna and a receiving antenna, a signal branched from an input signal or an output signal to/from a relay broadcasting device and estimates a transfer function of a jamming transmission line by using a CP signal, a TMCC signal, an AC signal and an SP signal so as to set a tap factor, and a subtracter which outputs a jamming-component-removed signal obtained by subtracting the duplicated signal generated by the digital signal processing unit from a received signal received by the receiving antenna and containing a jamming component so that the jamming-component-removed signal output from the subtracter is supplied to the relay broadcasting device and the amplified signal is transmitted from the transmitting antenna.

(57)要約

BST-OFDM方式、DVB-T方式等によるデジタル放送波の単一周波数ネットワークにおける直接中継方式の放送波中継所において、送信アンテナと受信アンテナとの間の干渉による妨害成分を除去するために、中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を受け、干渉による妨害波伝送路の伝達特性に等しい伝達特性を有するデジタルフィルタによって、干渉による妨害成分に対応した複製信号を発生するデジタル信号処理部と、受信アンテナで受信した干渉による妨害成分を含んでいる受信信号から、前記デジタル信号処理部で生成した複製信号を減算して干渉による妨害成分を除去した信号を出力する減算器とを設け、この減算器から出力される干渉による妨害成分を除去した信号を中継放送装置に供給し、これにより増幅した信号を送信アンテナから送信する。前記デジタル信号処理部には、デジタルフィルタと、そのタップ係数を、BST-OFDM信号に含まれるCP信号、およびBPSK変調波であるTMCC信号、AC信号、SP信号の各キャリアの振幅が一定であることを利用して干渉による妨害波伝送路の伝達関数を推定して設定するタップ係数作成回路とを設ける。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE アラブ首長国連邦
AL アルバニア
AM アルメニア
AT オーストラリア
AU オーストラリア
AZ アゼルバイジャン
BA ボスニア・ヘルツェゴビナ
BB バルバドス
BE ベルギー
BF ブルキナ・ファソ
BG ブルガリア
BJ ベナン
BR ブラジル
BY ベラルーシ
CA カナダ
CF 中央アフリカ
CG コンゴ
CH スイス
CI コートジボアール
CM カメルーン
CN 中国
CR コスタ・リカ
CU キューバ
CY キプロス
CZ チェッコ
DE ドイツ
DK デンマーク

DM ドミニカ
EE エストニア
ES スペイン
FI フィンランド
FR フランス
GA ガボン
GB 英国
GD グレナダ
GE グルジア
GH ガーナ
GM ガンビア
GN ギニア
GW ギニア・ビサウ
GR ギリシャ
HR クロアチア
HU ハンガリー
ID インドネシア
IE アイアランド
IL イスラエル
IN インド
IS アイスランド
IT イタリア
JP 日本
KE ケニア
KG キルギスタン
KP 北朝鮮
KR 韓国

KZ カザフスタン
LC セントルシア
LI リヒテンシュタイン
LK スリ・ランカ
LR リベリア
LS レソト
LT リトアニア
LU ルクセンブルグ
LV ラトヴィア
MA モロッコ
MC モナコ
MD モルドヴァ
MG マダガスカル
MK マケドニア旧ユーゴスラヴィア共和国
ML マリ
MN モンゴル
MR モーリタニア
MW マラウイ
MX メキシコ
NE ニジェール
NL オランダ
NO ノールウェー
NZ ニュージーランド
PL ポーランド
PT ポルトガル
RO ルーマニア

RU ロシア
SE スウェーデン
SG シンガポール
SI スロベニア
SK スロヴァキア
SL シェラ・レオネ
SN セネガル
SZ スワジランド
TD チャード
TG トーゴ
TJ タジキスタン
TZ タンザニア
TM トルクメニスタン
TR トルコ
TT トリニダード・トバゴ
UA ウクライナ
UG ウガンダ
US 米国
UZ ウズベキスタン
VN ヴェトナム
YU ニュージーラビア
ZA 南アフリカ共和国
ZW ジンバブエ

明 細 書

干渉による妨害波キャンセラ

技 術 分 野

本発明は、デジタル放送やデジタル伝送における中継所に設けられた中継装置において妨害波を除去若しくは低減する技術に関するものであり、特に単一周波数ネットワーク S F N (Single Frequency Network) における中継所の送信アンテナと受信アンテナとの間での信号の回り込みによる妨害波、マルチパスによるエコー妨害波あるいは複数の送信所から同一の信号が送信されるときに本来受信すべき送信所以外の送信所からの信号を受信することによる妨害波などをキャンセルする技術に関するものである。本明細書では上述した種類の妨害波を、説明の便宜上、干渉による妨害波と総称することにする。

背 景 技 術

現在の放送波中継では、受信周波数と送信周波数が異なる多周波数ネットワーク M F N (Multi Frequency Network) が採用されており、送信アンテナから発射される送信電波が受信アンテナで受信されても、自局送信電波は受信フィルタで十分減衰されるため、回り込みの問題は発生しない。また、送信と受信に同一の周波数を用いる場合は、送信電力の小さい局に限られ、さらに、この場合には送信アンテナと受信アンテナの物理的距離を十分確保する分離形式を採るため、送信電波は受信アンテナ入力において十分減衰されているため、回り込みは殆んど生ぜず問題とはならない。

これに対し、実施が検討されている地上デジタル放送では B S T - O F D M (Band Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式が有力である。この方式はマルチパス歪みに対して強く、様々なサービス形態に対応できるなどの利点とともに、S F N が可能であるという特徴をもっている。地上デジタル放送を導入するに当たり、既存のアナログ放送と共存するためには、デジタル放送は空きチャンネルを利用する必要があるが、空きチャンネルの数が少ないために、S F N は必要条件となる。

S F N を実現する上で問題となるのは、非分離型放送波中継所における送信アンテナと受信アンテナとの間の回り込み現象であり、伝送品質の劣化を生じるの

みでなく、送信アンテナと受信アンテナとの間の結合量が多い場合には発振を引き起こし、再送信を不能にしてしまう。回り込みの量を小さくするには、受信アンテナと送信アンテナの物理的距離を離れた分離型放送波中継所とし、地形などによる遮蔽効果を利用する方法があるが、コスト的に不利である。

なお、送信アンテナと受信アンテナを近づけて配置し、同一周波数で再送信している例として、無線呼出技術を用いるポケットベルシステム用の中継所の例があり、電氣的な方法を用いて回り込みをキャンセルしている。ただし、この無線呼出システムでは、受信電波を一旦データに復調し、再び変調を行う再生中継方式が採用されている。しかし、このような再生中継方式は、地上デジタル放送における中継所のように、中継所での遅延時間を十分に短くすることが要求されるOFDM信号を用いるSFNには適用できない。また、これと同時に、デジタル放送波の中継の場合、帯域幅が数10kHzと非常に狭いポケットベルシステムに比べ帯域幅が約6MHzと非常に広く、回り込みに起因する帯域内特性も非常に複雑であるため、ポケットベルシステムにおける回り込みをキャンセルする方式を地上デジタル放送の中継に適用することはできない。

前述したように、地上デジタル放送の導入に際しては、空きチャンネルの不足から、SFNを実現することが必要となる。OFDM信号は、キャリア数を多くすることで、単一キャリア変調方式と比較してシンボル周波数を低くし、1シンボル期間を長くすることが可能である。このため、伝送効率を僅かに低下させるだけで、比較的長期間のガードインターバルを付加することが可能となり、従って、強力な耐マルチパス特性をもたせることができる。このマルチパスに強いという特性を利用することでSFNが可能となる。

SFNにおいて放送波中継を行う場合に重要となるのは、第1に中継所内に設置され、受信信号の電力増幅を行う増幅器を主として含む中継放送装置における遅延時間、第2に伝送信号の帯域幅である。前述したように、ポケットベルシステムなどの通信分野で利用される回り込みキャンセラ機能を有する中継所は、受信電波を一旦データに復調して再変調を行う再生中継方式であり、また、帯域幅も、地上デジタル放送の1チャンネル当たりの帯域幅が6MHz（日本の場合）であるのに対して、数10kHzと非常に狭い。この方式を地上デジタル放送の

OFDM信号に適用した場合を考える。OFDM変調波の1シンボルの時間長は通信の場合のそれよりはるかに長いことから、一旦データを復調するのに、ガードインターバルより長い遅延時間が中継放送装置で生じてしまう。この場合、一般受信者の受信機では、ガードインターバルを超えた非常に長い遅延時間のマルチパス妨害を受けることになり、誤り率が大きく劣化してしまう。

すなわち、上記理由から、中継放送装置における遅延時間はガードインターバルと比較して十分小さくする必要がある。また、通信の分野で使われている干渉による妨害波キャンセラでは、再送信出力から分配した複素信号に、複素係数を掛算して入力側に帰還させることによって干渉による妨害波をキャンセルする方式を採用している。伝送帯域幅が十分狭い場合には、非常に長い遅延時間の干渉による妨害波がないとすれば、帯域内特性は平坦であると見做せるため、干渉による妨害波キャンセルはこの方法でもよいが、帯域幅が約6MHz（日本の場合）と広帯域な地上デジタル放送では、遅延時間の異なる複数の干渉による妨害波による複雑な帯域特性が予想されるため、単純な複素係数の掛算による帰還では帯域内全体を等化することはできない。

本発明の目的は、従来から通信の分野で行われている再生中継方式ではなく、受信信号を単純に増幅して再送信を行う直接中継方式に適用でき、従って、地上デジタル放送のような広帯域の信号に対しても原理的に中継放送設備における遅延時間が大きくなならない干渉による妨害波キャンセラを提供することにある。

発 明 の 開 示

本発明の干渉による妨害波キャンセラでは、中継放送装置（中継所内の機器であって、特に信号の電力増幅を行う増幅器のこと）の出力側または入力側から分配して取り出した信号を直交復調して等価複素ベースバンド信号に変換後、その変換した信号が供給されるように配置した後述する種類のデジタルフィルタを用いて中継所の干渉による妨害波伝送系の伝達特性に等しい伝達特性を実現して、中継放送装置の出力側または入力側から分配して取り出した信号を上記干渉による妨害波伝送系の伝達特性に等しい伝達特性を有するデジタルフィルタに通して得られる干渉による妨害成分に相当する複製信号を作成し、この複製信号を干渉による妨害成分を含む中継所の受信入力信号から減算することにより、中継所の

送信アンテナと受信アンテナとの間での干渉による妨害成分をキャンセルするようにしている。勿論、この減算は、干渉による妨害成分を含む中継所の受信入力信号に、キャンセル用の複製信号の極性（正または負）を反転して加算することによって実施することもできる。

すなわち、本発明の干渉による妨害波キャンセラは、受信アンテナ、この受信アンテナで受信した信号を増幅する中継放送装置、およびこの中継放送装置で増幅された信号を送信する送信アンテナを有する直接中継方式の中継所において発生する干渉による妨害成分を除去する干渉による妨害波キャンセラであって、

前記中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を受ける入力端子と、干渉による妨害成分に相当する複製信号を発生する出力端子とを有するデジタル信号処理部と、

前記受信アンテナで受信した干渉による妨害成分を含んでいる受信信号を受ける第1の入力端子と、前記デジタル信号処理部の出力端子から出力される前記複製信号を受ける第2の入力端子と、前記第1の入力端子で受ける受信信号から前記第2の入力端子で受ける複製信号を減算して干渉による妨害成分を除去した信号を、前記中継放送装置に供給する出力端子とを有する減算器と、
を具えるものである。

また、本発明の干渉による妨害波キャンセラの一実施例においては、前記デジタル信号処理部が、アダプティブ複素デジタルフィルタと、該アダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を、前記デジタル信号処理部に供給される信号をデジタルフィルタのタップ係数を、前記デジタル信号処理部に供給される信号を処理して設定するタップ係数作成回路とを具えるものである。このタップ係数作成回路には、前記中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を処理して等価ベースバンド信号を出力する直交復調器と、この等価ベースバンド信号を処理して干渉による妨害波特性を評価する信号を出力するFFT (Fast Fourier Transform) 回路と、このFFT回路から出力される回り込み特性の評価信号を処理して複素インパルス応答を出力するDSP (Digital Signal Processor) 回路とを設け、この複素インパルス応答に従ってアダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を設定することができる。本発明によるDSP回路が出力するインパルス応答は、有限ビット長および有限時間長であり、すなわ

ちタップ係数そのものに対応する。

また、本発明による干渉による妨害波キャンセラの他の実施例では、前記デジタル信号処理部が帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタと、この実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定する回路とを具え、この実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定する回路には、前記中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を処理して等価ベースバンド信号を出力する直交復調器と、この等価ベースバンド信号を処理して干渉による妨害波特性を評価する信号を出力するFFT回路と、このFFT回路から出力される干渉による妨害波特性の評価信号を処理してインパルス応答を出力するDSP回路とを設け、このインパルス応答に従って前記実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定することができる。

また、本発明の干渉による妨害波キャンセラは、BST-OFDM方式およびDVB-T方式等のデジタル放送に適用するのが特に好適であるが、前者での実施例においては、BST-OFDM信号に含まれるCP信号およびBPSK変調波であるTMC信号、AC信号、SP信号の各キャリアの振幅が一定であることを利用して干渉による妨害波伝送系の伝達関数を推定することができる。

このような実施例においては、前記BST-OFDM信号のすべてのシンボルに含まれるCP信号またはTMC信号を用いて干渉による妨害波伝送系の伝達関数の粗い推定を行った後、引き続き所定シンボル間隔で送られるが、周波数軸上では、前記CP信号または前記TMC信号より細かい間隔で配置されるSP信号を用いて干渉による妨害波伝送系の伝達関数の微細な推定を行うことにより、干渉による妨害波伝送系の伝達関数の推定精度を向上させることができる。

図面の簡単な説明

図1は、放送波中継所の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルする本発明の干渉による妨害波キャンセラの原理的構成の一例を示すブロック図、

図2は、放送波中継所の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルする本発明の干渉による妨害波キャンセラの原理的構成の他の例を示すブロック図、

図3は、図1の構成によって回り込みがキャンセルできることを説明するために、図1の回路構成中の信号とそのフーリエ変換、および各回路ブロックのイン

図4は、BST-OFDM信号のOFDMセグメントの構成を示す線図、

図 6 は、本発明の干渉による妨害波キャンセラの第 1 の実施の形態を示すブロック図、

図 8 は、本発明の干渉による妨害波キャンセラの第 2 の実施の形態を示すブロック図、

図10は、帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ（アダプティブフィルタ）を用いて構成した回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部の詳細な構成例を示すブロック図、

以下に添付図面を参照して本発明を詳細に説明する。

また、親局からの信号を中継所で受信する場合、マルチパスによるエコーが存

在する場合もあり、このような場合にも上述した回り込みによる妨害と同様の妨害が生じることになる。さらに、複数の送信所から同じ信号が送信されて来る場合、本来受信すべき送信所以外の送信所から送られて来る信号も受信することになり、この場合にも上述した回り込みによる妨害と同じような妨害が生じる。本発明では、これらの妨害による不所望な信号成分を除去若しくは低減できるが、前述したようにこれらの妨害を干渉による妨害波と総称することにする。

図 1 は、本発明の干渉による妨害波キャンセラを使用して送受アンテナ間での回り込みをキャンセルするようにした放送波中継所の原理的構成の一例をブロック図にて示している。

図 1 において、符号 1 は本発明による干渉による妨害波キャンセラ、2 は電力増幅器などで構成される中継放送装置、3 は出力フィルタ、および 4 は方向性結合器を示すものである。

このような構成において、干渉による妨害波を含んでいる希望波（再送信されるべき電波）は、図示の受信アンテナ R A で受信され、本発明の干渉による妨害波キャンセラ 1 に入力される。以下に詳細に説明するように、この本発明の干渉による妨害波キャンセラ 1 は、放送波の帯域制限用の出力フィルタ 3 の後段に設けた方向性結合器 4 から得られる放送波出力の分配信号を参照信号として、総合伝達関数を評価し、干渉による妨害波特性を推定すると同時に、干渉による妨害波の伝送路の伝達関数と同じ伝達関数をもつ伝送路を複素デジタルフィルタによって実現し、このフィルタの出力信号を受信入力信号から差し引くことで、干渉による妨害波を相殺除去するようにしたものであり、従って、干渉による妨害波キャンセラ 1 の出力信号には干渉による妨害波は含まれず、消失している。

以上のようにして、干渉による妨害波が消失して希望波のみが中継放送装置 2 により増幅され、さらに出力フィルタ 3、方向性結合器 4 を順次介して送信アンテナ T A に入力され、ここから送信される。このようにして干渉による妨害波を含まない放送波を一般受信者が受信できる。なお、図示の方向性結合器 4 は、放送波出力から参照信号を取り出して本発明の干渉による妨害波キャンセラ 1 を動作させるために必要なものである。

図 2 は、本発明の干渉による妨害波キャンセラを使用して送受アンテナ間での

回り込みをキャンセルするようにした放送波中継所の原理的構成の他の例をブロック図にて示している。なお、図2と図1とで同一符号を付して示されるブロックは、両図において同一の回路要素を示すものとする。

図2に示した構成においては、本発明の干渉による妨害波キャンセラ1を動作させるために必要な参照信号を、図1では中継放送装置2の出力側から方向性結合器4を介して得ていたのを、中継放送装置2の入力側から分配器5を介して得ている点である。この場合、参照信号に中継放送装置2、出力フィルタ3の特性が含まれていないことを考慮し、総合伝達関数の評価や、干渉による妨害波キャンセラ1内で生成される伝達関数を作成する際に換算を行う必要がある。

以下に数式を用いて、図1の構成によって干渉による妨害波がキャンセルできることを図3を参照して説明する。以下での数式による説明は、いわゆる狭義の回り込みについての説明である。

図3においては、図1に示した回り込みによる妨害波をキャンセルのための回路構成中、信号とそのフーリエ変換、および各回路ブロックのインパルス応答とそのフーリエ変換を以下の説明に合わせて回路動作の定量化のために定めている。

図3および以下の説明における信号やインパルス応答の表示については、大文字で複素数、小文字で実数をそれぞれ表すものとする。

まず、 t を時間、 ω を角周波数として、親局より到来する信号（希望波）を $r(t)$ 、そのフーリエ変換を $R(\omega)$ 、自局送信信号（放送波）を $s(t)$ 、そのフーリエ変換を $S(\omega)$ とする。つぎに、送信アンテナから受信アンテナに至る回り込み伝送路のインパルス応答を $c(t)$ 、そのフーリエ変換を $C(\omega)$ とし、回り込みキャンセラ1内のアダプティブフィルタ（複素デジタルフィルタ）1aのインパルス応答を $c'(t)$ 、そのフーリエ変換を $C'(\omega)$ とする。同じく回り込みキャンセラ1内の入力フィルタ1bのインパルス応答を $d(t)$ 、そのフーリエ変換を $D(\omega)$ とし、中継放送装置2のインパルス応答を $A \times g(t)$ 、そのフーリエ変換を $A \times G(\omega)$ とする。ここで、 A は中継放送装置2の増幅度（定数）である。

また、回り込みキャンセラ1への入力信号を $i(t)$ 、そのフーリエ変換を $I(\omega)$ 、回り込みキャンセラの出力を $o(t)$ とし、そのフーリエ変換を $O(\omega)$ とする。

(ω) とする。回り込みキャンセラ 1 への入力信号は、希望波と回り込み波の和であるから (1) 式が成立し、(1) 式をフーリエ変換した結果が (2) 式である。

$$i(t) = r(t) + c(t) * s(t) \quad (1)$$

$$I(\omega) = R(\omega) + C(\omega) S(\omega) \quad (2)$$

ここで、* は畳み込み演算を表す。回り込みキャンセラ 1 に入力された信号 $i(t)$ はキャンセラ 1 内の入力フィルタ 1 b を通過し、さらに、減算器 1 c においてアダプティブフィルタ 1 a の出力が減算され、回り込みキャンセラ 1 から出力信号 $o(t)$ として出力される。したがって、(3) 式が成立し、この (3) 式をフーリエ変換して (4) 式が得られる。

$$o(t) = i(t) * d(t) - c'(t) * s(t) \quad (3)$$

$$O(\omega) = I(\omega) D(\omega) - C'(\omega) S(\omega) \quad (4)$$

回り込みキャンセラ 1 の出力信号 $o(t)$ は中継放送装置 2 を通って放送波 $s(t)$ となり送信アンテナより送信されるので、次の (5) 式が成立し、(5) 式をフーリエ変換して (6) 式が得られる。

$$s(t) = A \cdot o(t) * g(t) \quad (5)$$

$$S(\omega) = A \cdot O(\omega) \cdot G(\omega) \quad (6)$$

この (6) 式に前述した (4) 式を代入すると次の (7) 式が得られる。

$$S(\omega) = A \cdot G(\omega) \{ I(\omega) D(\omega) - C'(\omega) S(\omega) \} \quad (7)$$

また、この (7) 式に前述した (2) 式を代入することによって次の (8) 式が得られる。

$$S(\omega) = A \cdot G(\omega) [\{ R(\omega) + C(\omega) S(\omega) \} D(\omega) - C'(\omega) S(\omega)] \quad (8)$$

この (8) 式は (9) 式のように整理される。

$$S(\omega) [1 - A \cdot G(\omega) \{ D(\omega) C(\omega) - C'(\omega) \}] = A \cdot G(\omega) R(\omega) D(\omega) \quad (9)$$

この (9) 式を変形し、系全体の伝達関数 $F(\omega)$ (以下、総合伝達関数という) を求めると (10) 式が得られる。

$$F(\omega) = \frac{S(\omega)}{R(\omega)} = \frac{A \cdot G(\omega) D(\omega)}{1 - A \cdot G(\omega) \{ C(\omega) D(\omega) - C'(\omega) \}} \quad (10)$$

系全体の総合伝達関数 $F(\omega)$ が、中継放送装置 1 の利得 A 、その周波数特性 $G(\omega)$ および回り込みキャンセラ 1 の入力フィルタ 1 b の特性 $D(\omega)$ のみで (11) 式のように表すことができるとすれば、回り込みの影響はキャンセルされたことになる。

$$F(\omega) = A \cdot G(\omega) D(\omega) \quad (11)$$

この (11) 式が成立する条件は、(10) 式において分母が 1 になることを意味し、これは、以下の (12) 式が成立することである。

$$D(\omega) C(\omega) = C'(\omega) \quad (12)$$

この (12) 式は、アダプティブフィルタ 1 a の周波数特性 (右辺) が、回り込み伝送路および入力フィルタ 1 b 全体の周波数特性 (左辺) に等しいことがキャンセルの条件であることを意味している。 $G(\omega)$ 、 $D(\omega)$ は既知であるから、 $C(\omega)$ 推定タップ係数作成回路 1 d において $C(\omega)$ を推定することができれば、回り込みはキャンセルできることになる。

次に、干渉による妨害波伝送路の伝達関数の評価方法について説明する。

図 4 および図 5 に、それぞれ BST-OFDM 信号の OFDM セグメントの構成、および同期変調部の OFDM セグメントの構成を示す。

BST-OFDM 信号では、図 5 に示すように、受信機側での復調を容易にするために、CP (Continual Pilot)、AC (Auxiliary Channel)、SP (Scattered Pilot) などの基準信号が挿入されており、さらに、各 OFDM セグメントの変調方式などを示す TMCC (Transmission Modulation Configuration Code) が各 OFDM セグメントに含まれている。

これらのキャリアの振幅は一定値であり、CP を除く各キャリアは BPSK 変調されている。したがって、BST-OFDM 信号を復調し、CP、AC、SP、TMCC それぞれのキャリア振幅値、位相値を知ることによって、干渉による妨害波の伝送路特性を推定することができる。ここでは全 OFDM セグメントは同期変調部であり、SP を用いて回り込み伝送路特性を推定する場合について説明する。SP は、図 5 に示すように、シンボル内では 12 キャリア間隔で挿入されており、さらにシンボル方向に 3 キャリアずつ挿入位置がオフセットしていき、4 シンボルで一巡するように配置されている。さらに、SP は一定振幅であり、その位相

は一定規則に従って変調されている。従って、干渉による妨害波伝送路の変動がシンボル速度に比べ十分遅い場合、4シンボル期間観測すれば、周波数方向に3キャリア間隔で周波数振幅特性、周波數位相特性を得ることができる。

受信したBST-OFDM信号からキャリア再生、シンボルタイミング再生し得られた、基準キャリアおよび、基準シンボルタイミングを用いて、受信したBST-OFDM信号を直交復調し、さらに、複素FFT処理して得られた実数データ X_k 、虚数データ Y_k ($k = 1 \sim N$ 、ここに k はキャリア番号、 N はキャリア総数) を4シンボル分観測し、SPに相当する SX_L 、 SY_L を ($L = 1 \sim N_s$ 、ここに、 L は離散的な周波数の番号、 N_s はSPの1シンボル内の総数の4倍) を抽出する。離散的な周波数 L は、SPキャリア周波数と一致し、 L が1つ増減するごとに、対応する周波数はOFDM信号のキャリア間隔の3倍だけ増減する。

さらに、上記 SX_L 、 SY_L に加え、OFDMフレームタイミングを再生して、SPの規定振幅 A 、規定位相 ϕ から実数部の値 rx_L 、虚数部の値 ry_L を求め、以下の(13)、(14)式に示す関係にある差 ex_L 、 ey_L を求める。

$$ex_L = SX_L - rx_L \quad (13)$$

$$ey_L = SY_L - ry_L \quad (14)$$

これら求めた差 ex_L 、 ey_L は、到来する親局電波の歪みが十分に小さければ、干渉による妨害波伝送系を含む総合伝達関数 $F(\omega)$ を周波数領域でサンプリングしたものとなる。上述の(10)式を変形すると(15)式が得られる。

$$C(\omega)D(\omega) - C'(\omega) = \frac{F(\omega) - A \cdot G(\omega)D(\omega)}{A \cdot G(\omega)F(\omega)} \quad (15)$$

この(15)式の左辺は、干渉による妨害波をキャンセルするために設けた帰還回路の伝達関数と、遅延回路の影響を考慮した実際の干渉による妨害波系との差を表しており、この差 $E(\omega)$ は次の(16)式で表されるものとなる。

$$E(\omega) = \frac{F(\omega) - A \cdot G(\omega)D(\omega)}{A \cdot G(\omega)F(\omega)} \quad (16)$$

この(16)式において、 $E(\omega)$ をゼロにすることは、干渉による妨害波の完全なキャンセルに対応する。 A 、 $G(\omega)$ 、 $D(\omega)$ は既知で変化しないから、あらかじめ、 SP に対応する周波数でのサンプリング値を得ることは可能であり、それらを G_L 、 D_L とすれば、 $E(\omega)$ のサンプリング値 E_L は次の(17)式で表される。

$$E_L = \frac{F_L - A \cdot G_L D_L}{A \cdot G_L F_L} \quad (17)$$

ここに、 F_L は以下の(18)式で表されるが、ここで i は虚数である。

$$F_L = e x_L + i \cdot e y_L \quad (18)$$

この(17)式の E_L を複素逆FFT処理して得られる複素インパルス応答を $H_{m,n-1}$ とし、アダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を次の(19)式で示すように修正を繰り返すことで、干渉による妨害波を完全にキャンセルできると同時に、特性の変動する妨害波にも追従して、キャンセルを行うことが可能となる。ここで m は係数番号、 n は係数更新回数を表す整数である。(19)式において、 μ は0～1の適当な数値、 $H_{m,n-1}$ は上記複素インパルス応答、および右辺第1項の $P_{m,n-1}$ は更新を行う前のタップ係数であり、さらに、 $P_{m,n}$ (左辺)は更新後のタップ係数である。

$$P_{m,n} = P_{m,n-1} + \mu \cdot H_{m,n-1} \quad (19)$$

以下に、上述した原理に基づいて構成される本発明の干渉による妨害波キャンセルの実施の形態について説明する。

図6は、本発明干渉による妨害波キャンセルの第1の実施例の構成を示すブロック図である。図6において、符号6、10、13は帯域通過フィルタ(以下、BPFと記す)、7は局部発振器、8は分配器、9、12はミキサ回路としての掛算器、11はIF周波数帯に変換された回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部、および14は減算回路である。

次に図6に示した実施例の動作を説明する。

受信アンテナで受信された信号はBPF6で所定の帯域幅に帯域制限されるとともに、後述するデジタル信号処理部11で発生する信号の遅延を補正するため

の遅延も与えられる。次に、中継増幅器の入力側で分配され、作成された参照信号（図2参照）を、局部発振器7で発生され、分配器8で分配される局部発振信号の一方とミキサ回路9で掛算し、IF信号に変換した後、BPF10でイメージ成分を除去した後、デジタル信号処理部11に送り、同処理部において、回り込み伝送系から供給され、受信アンテナにて受信される信号と同じ周波数－振幅特性、周波数－位相特性を有する回り込み信号の複製を発生する。

デジタル信号処理部11で発生した干渉による妨害波信号の複製（IF信号）を、ミキサ回路12で、分配器8から送られる局部発振信号と掛算して周波数変換し、再びRF信号にする。さらにBPF13でイメージ成分を除去した後、減算回路14に供給する。減算回路14において、BPF6から減算回路14に供給されるアンテナ受信信号からこの回り込み信号の複製が引き算され、干渉による妨害波信号成分が除去された後、中継放送装置へ送られる。

図7は、図6に示した回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部11の詳細な構成例を示すブロック図である。図7において、符号15はAD変換器、16は直交復調器、17はFFT（Fast Fourier Transform）回路、18はアダプティブ複素デジタルフィルタ、19はクロック再生回路、20はキャリア再生回路、21は干渉による妨害波伝送路インパルス応答を作成するDSP

（Digital Signal Processor）回路、22は直交変調器、および23はDA変換器を示すものである。

次に、このデジタル信号処理部11の動作について説明する。

図6中のBPF10を介してデジタル信号処理部11に供給される参照信号（IF信号）は、まずAD変換器15でデジタルIF信号に変換され、さらに直交復調器16で等価ベースバンド信号のI軸信号、Q軸信号に変換された後、FFT回路17、アダプティブ複素デジタルフィルタ18、クロック再生回路19、キャリア再生回路20にそれぞれ供給される。クロック再生回路19はBST-OFDM信号よりシンボルタイミングを再生すると共に、デジタル信号処理部11に必要な各種タイミング信号およびクロック信号を作成のうえ、クロック信号を必要とする各回路に供給する。

キャリア再生回路20はBST-OFDM信号より基準キャリア信号を再生し、

直交復調器 16 と直交変調器 22 に供給する。また、FFT 回路 17 では、有効シンボル期間の B S T - O F D M 信号の抽出と FFT 処理を行い、その結果を次段の DSP 回路 21 へ送る。DSP 回路 21 では、FFT 回路 17 から供給される FFT 処理結果の実数部と虚数部の各信号から、SP, CP, TMCC のキャリア成分を抽出して干渉による妨害波伝送系の伝達関数を求めた後、逆 FFT 処理を行い、複素インパルス応答に変換し、さらにタップ係数を作成して、そのタップ係数をアダプティブ複素デジタルフィルタ 18 へ送る。アダプティブ複素デジタルフィルタ 18 は、直交復調器 16 から供給された等価ベースバンド信号に、干渉による妨害波伝送系から受信アンテナに供給される信号と同じ周波数 - 振幅特性、周波数 - 位相特性を与えて、その出力を直交変調器 22 へ送出する。

直交変調器 22 では、直交復調器 16 で使用したのと同じキャリア再生回路 20 で発生された基準キャリア信号を用いて等価ベースバンド信号をデジタル I F 信号に変換後、DA 変換器 23 でアナログ信号に変換し、当該デジタル信号処理部の出力としている。以上において、アダプティブ複素デジタルフィルタ 18 は、図示のように、4 個のアダプティブデジタルフィルタと 2 個の加算器とで構成することができる。なお、アダプティブ複素デジタルフィルタ 18 と同様、破線枠で囲って示される直交復調器 16 および直交変調器 22 の構成は、それら構成は周知であるので説明を省略する。

図 8 および図 9 は、アナログ信号処理を行う直交復調器および直交変調器を使用して構成した本発明の干渉による妨害波キャンセラの第 2 の実施例を示すブロック図である。干渉による妨害波キャンセラ 1 (図 1 および図 2 参照) への入力信号である参照信号を I F 信号に変換する必要がある代わりに、図 9 に示すように、AD 変換器および DA 変換器がそれぞれ 2 個ずつ必要となるほか、十分なキャンセル効果を得るためには、これら直交変調器および直交復調器に高い直交性能が要求される。また、この第 2 の実施例では、キャリア再生回路 20 から出力される再生キャリア信号はアナログ信号となる。なお、図 8 および図 9 の回路動作は、それぞれ図 6 および図 7 から当業者が容易に類推可能であるから、詳細な説明は省略する。

以上説明した本発明による干渉による妨害波キャンセラの第 1 および第 2 の実

施例においては、図 6～9 に示すようにデジタル信号処理部 11 にアダプティブ複素デジタルフィルタ 18 を用いて干渉による妨害成分をキャンセルするための複製信号を発生しているが、本発明の干渉による妨害波キャンセラは、図 6 に示すデジタル信号処理部 11 を、図 10 に示すように、帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ 28 を用いて構成することもできる。

この場合、干渉による妨害波伝送系の特性を評価する FFT 回路 17 や、その後段の DSP 回路 21 に供給する信号は直交復調器 16 による直交復調後の等価ベースバンド信号であるが、干渉による妨害波伝送系で生成されたのと同じ周波数－振幅特性、周波数－位相特性を有する干渉による妨害波信号の複製を作り出す帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ 28 には直交復調する前の参照信号（IF 信号）が供給され、帯域通過特性が与えられる。この構成においては、アダプティブデジタルフィルタ 28 のブロックは 1 個で済むが、高速動作が要求される。

干渉による妨害波信号の複製を作り出すデジタルフィルタは、いずれの場合も（前述した図 7 および図 9 の場合も含めて）、例えば、図 11 に示すように、複数の係数レジスタ R、加算器⊕、掛算器⊗および D ラッチ D によって構成される重みづけ加算回路の形態をなしているが、1 個のアダプティブデジタルフィルタのブロックは 2 つの独立したデジタルフィルタの系統を有し、それら各系統が交互にセレクタ S によって選択され、選択されていない系統に DSP 回路 21（図 10 参照）から更新後の係数がロードされ、係数更新によって生じる不正信号が消失した後で、系統を切り替えるようにしている。この切り替えのタイミングを、OFDM 信号のガードインターバルに一致させることで、係数更新の影響を少なくすることが可能である。また、図 6～図 9 を参照して説明したアダプティブ複素デジタルフィルタ 18 を使用する場合には、アダプティブデジタルフィルタのブロックを 4 個必要とするのに対し、図 10 に示すアダプティブデジタルフィルタ 28 は 1 個のみでよい。なお、DVB-T 方式の場合も BST-OFDM 方式の場合と同様に本発明を適用できることは明らかである。

産業上の利用可能性

本発明によれば、SFN における放送波中継所において送信アンテナと受信ア

WO 99/65173

ンテナとの間での回り込みによる妨害成分、マルチパスのエコーによる妨害成分や親局以外の送信所からの信号による妨害成分をキャンセルすることが可能となり、従って、地上デジタル放送におけるS F Nを実現するのに必要なコストを大幅に軽減することができる。

請 求 の 範 囲

1. 受信アンテナ、この受信アンテナで受信した信号を増幅する中継放送装置、およびこの中継放送装置で増幅された信号を送出する送信アンテナを有する直接中継方式の中継所において発生する干渉による妨害成分を除去する干渉による妨害波キャンセラであって、

前記中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を受ける入力端子と、干渉による妨害成分に対応した複製信号を発生する出力端子とを有するデジタル信号処理部と、

前記受信アンテナで受信した干渉による妨害成分を含んでいる信号を受ける第1の入力端子と、前記デジタル信号処理部の出力端子から出力される前記複製信号を受ける第2の入力端子と、前記第1の入力端子で受ける信号から前記第2の入力端子で受ける複製信号を減算して干渉による妨害成分を除去した信号を、前記中継放送装置に供給する出力端子とを有する減算器と、
を具える干渉による妨害波キャンセラ。

2. 前記デジタル信号処理部が、アダプティブ複素デジタルフィルタと、該アダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を、前記デジタル信号処理部に供給される信号を処理して設定するタップ係数作成回路とを具える請求項1記載の干渉による妨害波キャンセラ。

3. 前記タップ係数作成回路が、前記中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を処理して等価ベースバンド信号を出力する直交復調器と、この等価ベースバンド信号を処理して干渉による妨害波特性を評価する信号を出力するFFT回路と、このFFT回路から出力される干渉による妨害波特性の評価信号を処理して複素インパルス応答を出力するDSP回路とを具え、この複素インパルス応答に従ってアダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を設定するようにした請求項2記載の干渉による妨害波キャンセラ。

4. 前記中継所における受信信号をBST-OFDM方式のデジタル放送信号とし、BST-OFDM信号に含まれるCP信号およびBPSK変調波であるTMCC信号、AC信号、SP信号の各キャリアの振幅が一定であることを利用して干渉による妨害波伝送系の伝達関数を推定することによりアダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を設定するように前記タップ係数作成回路を構成した請求項2または3に記載の干渉による妨害波キャンセラ。

5. 前記BST-OFDM信号のすべてのシンボルに含まれるCP信号、AC信号またはTMCC信号を用いて干渉による妨害波伝送系の伝達関数の粗い推定を行った後、引き続き所定シンボル間隔で送られるが、周波数軸上では、前記CP信号、前記AC信号または前記TMCC信号より細かい間隔で配置されるSP信号を用いて干渉による妨害波伝送系の伝達関数の精密な推定を行うように前記タップ係数作成回路を構成した請求項4に記載の干渉による妨害波キャンセラ。

6. 前記デジタル信号処理部が帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタと、この実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定するタップ係数作成回路とを具える請求項1に記載の干渉による妨害波キャンセラ。

7. 前記実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定するタップ係数作成回路が、前記中継放送装置の入力信号または出力信号から分岐された信号を処理して等価ベースバンド信号を出力する直交復調器と、この等価ベースバンド信号を処理して干渉による妨害波特性を評価する信号を出力するFFT回路と、このFFT回路から出力される干渉による妨害波特性の評価信号を処理してインパルス応答を出力するDSP回路とを具え、このインパルス応答に従って前記実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定するようにした請求項6に記載の干渉による妨害波キャンセラ。

8. 前記中継所における受信信号をBST-OFDM方式のデジタル放送信号とし、BST-OFDM信号に含まれるCP信号、およびBPSK変調波である

T M C C 信号、A C 信号、S P 信号の各キャリアの振幅が一定であることを利用して干渉による妨害波伝送系の伝達関数を推定することにより前記実数係数デジタルフィルタのタップ係数を設定するように前記タップ係数作成回路を構成した請求項 6 または 7 に記載の干渉による妨害波キャンセラ。

9. 前記 B S T - O F D M 信号のすべてのシンボルに含まれる C P 信号、A C 信号または T M C C 信号を用いて干渉による妨害波伝送系の伝達関数の粗い推定を行った後、引き続き所定シンボル間隔で送られるが、周波数軸上では、前記 C P 信号、前記 A C 信号または前記 T M C C 信号より細かい間隔で配置される S P 信号を用いて干渉による妨害波伝送系の伝達関数の精密な推定を行うように前記タップ係数作成回路を構成した請求項 8 に記載の干渉による妨害波キャンセラ。

FIG. 1

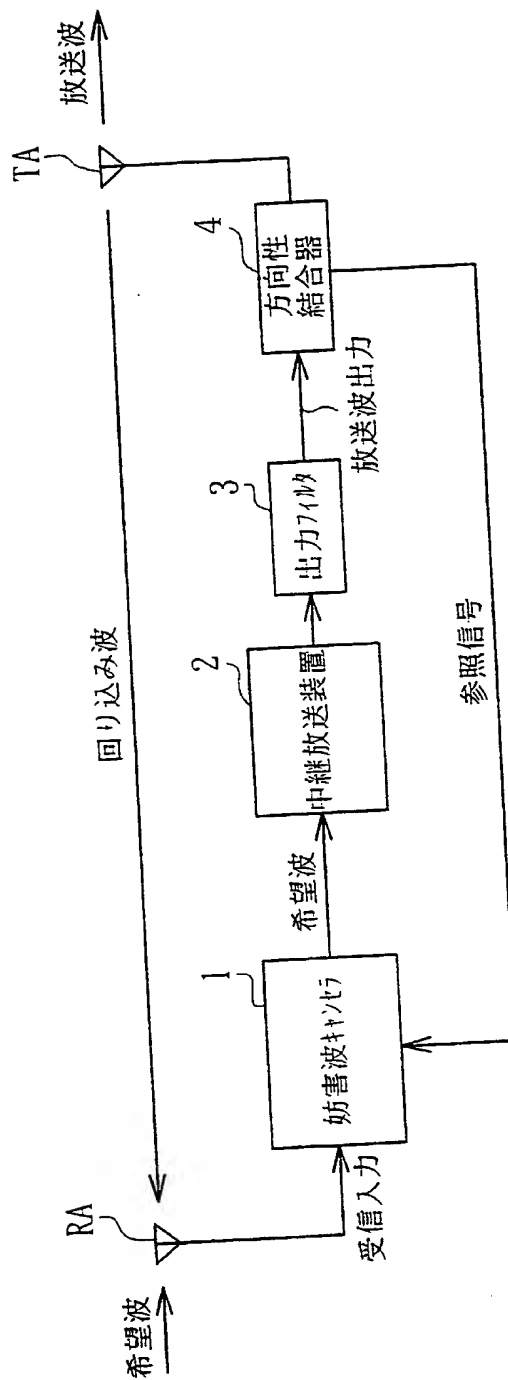


FIG. 2

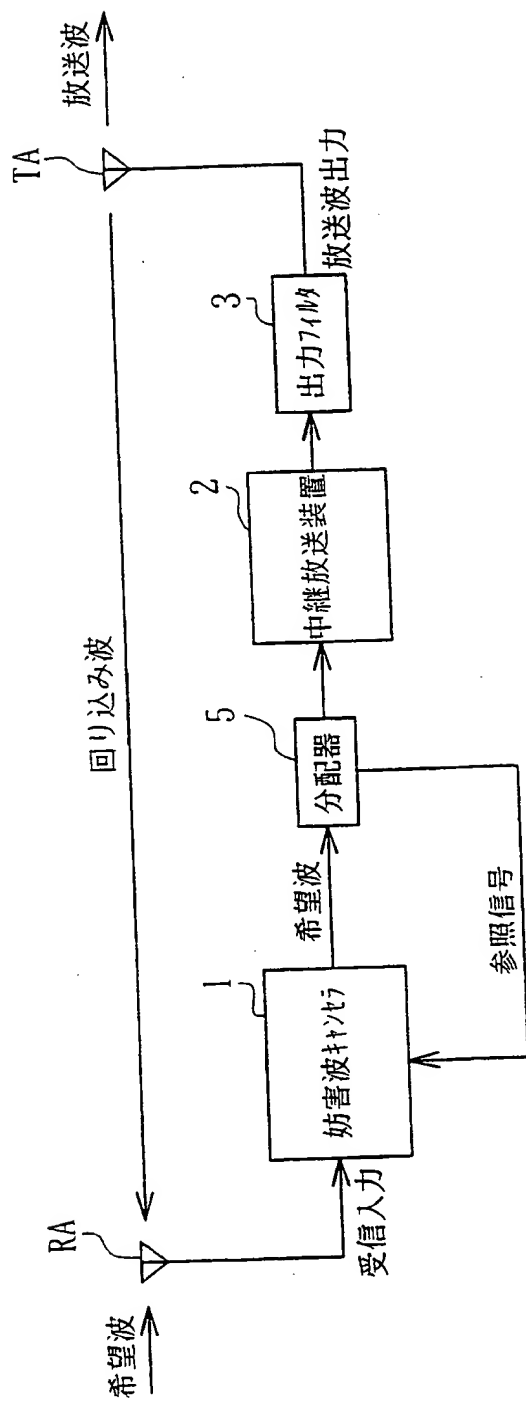


FIG. 3

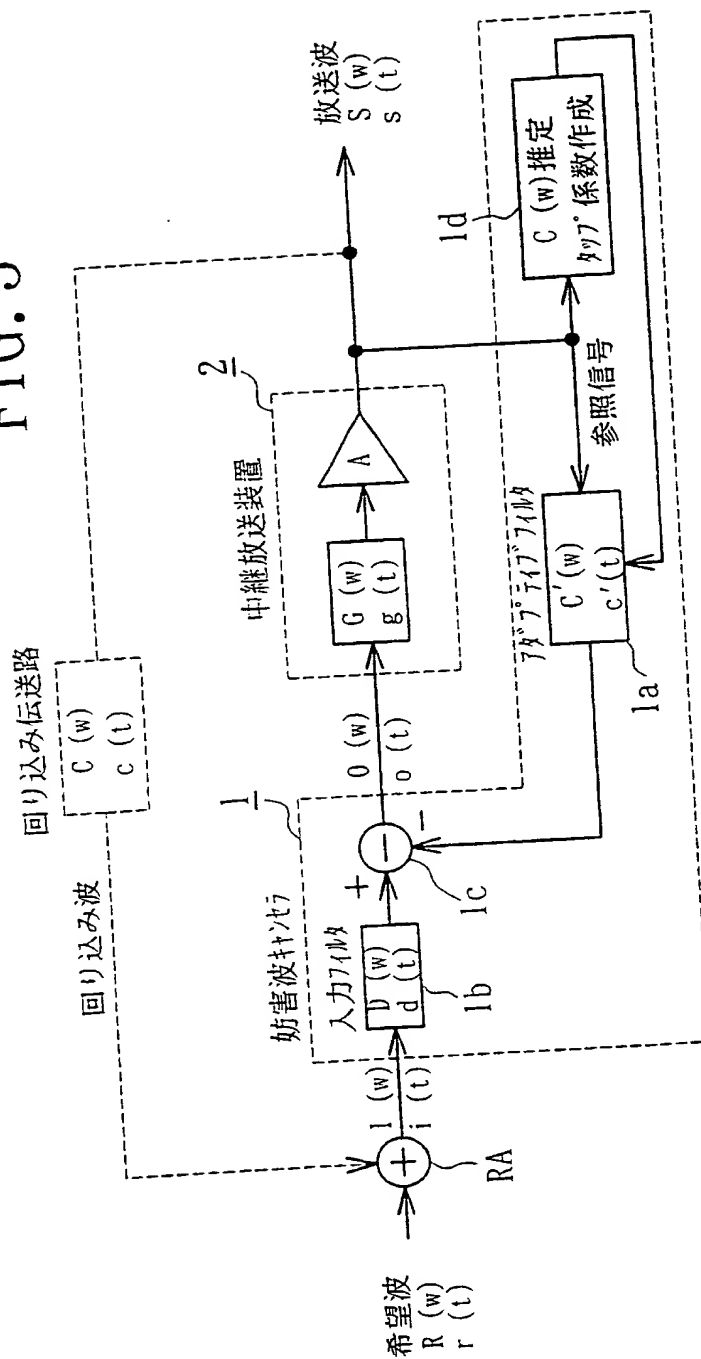


FIG. 4

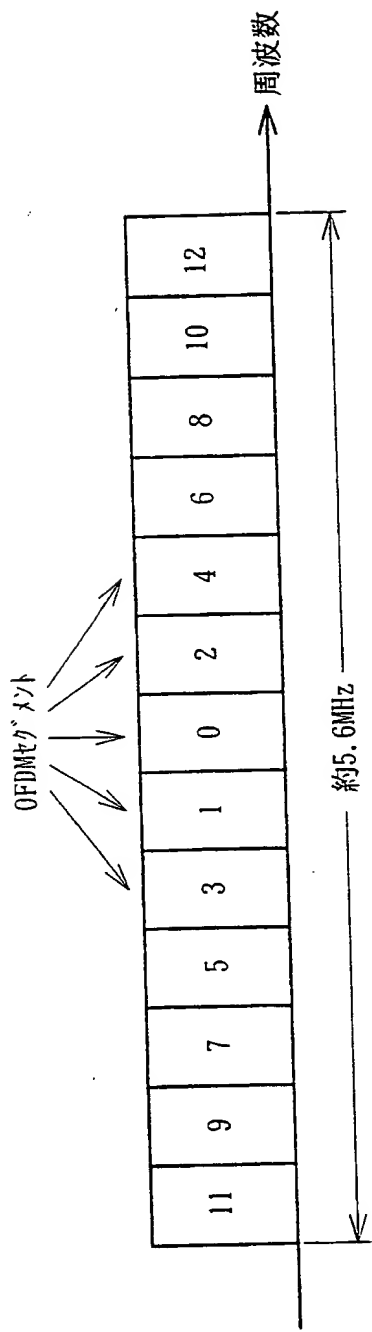


FIG. 5

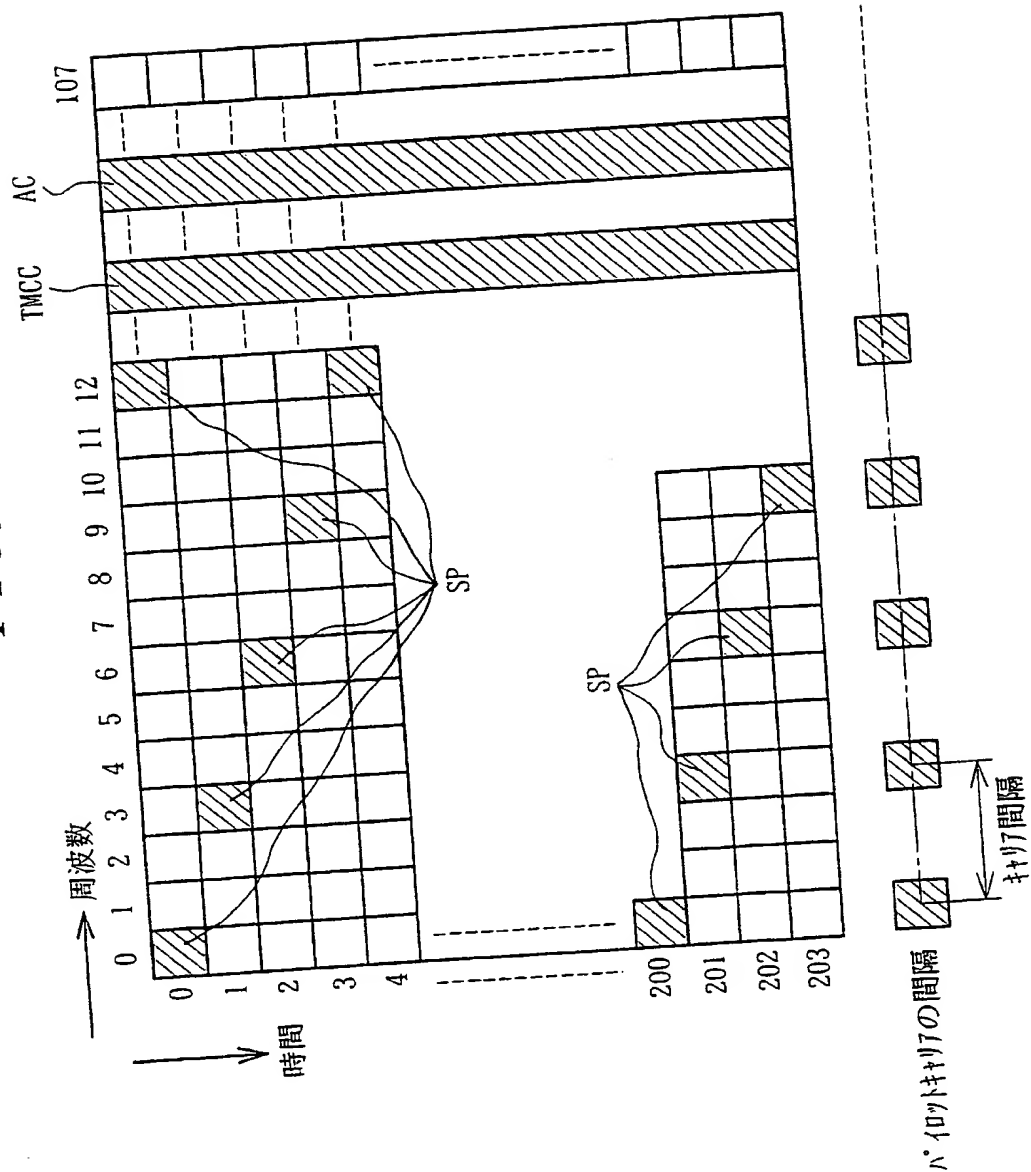
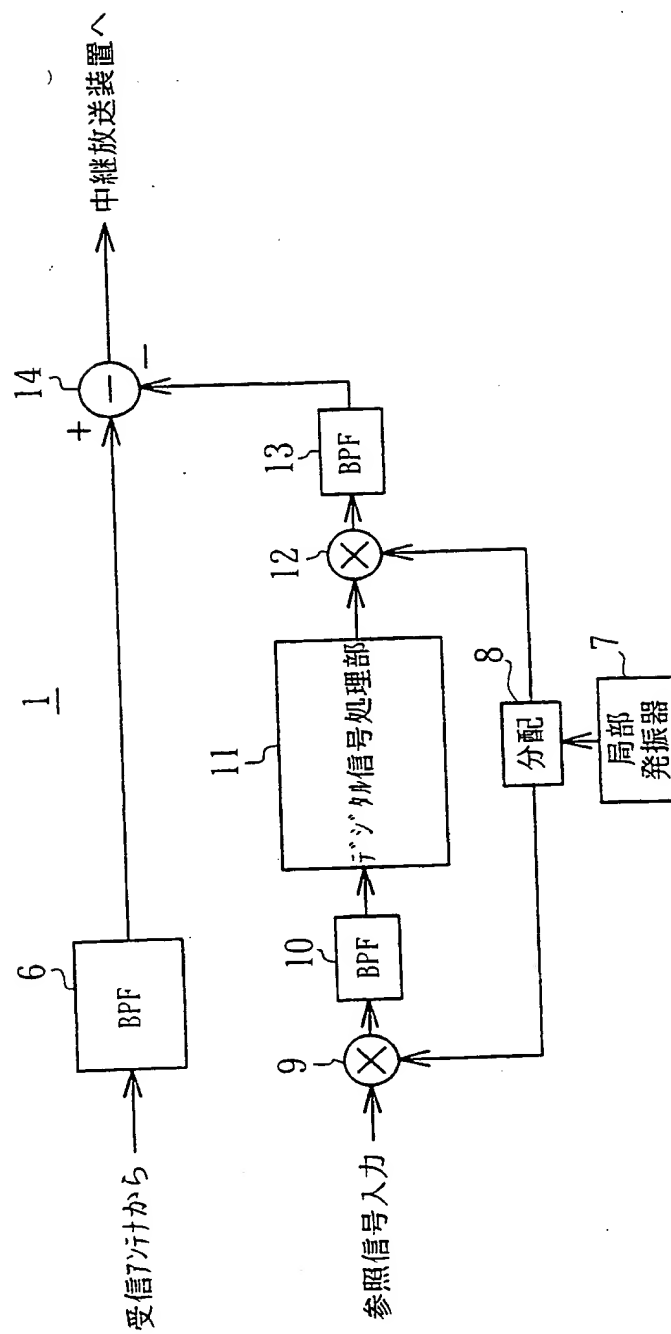


FIG. 6



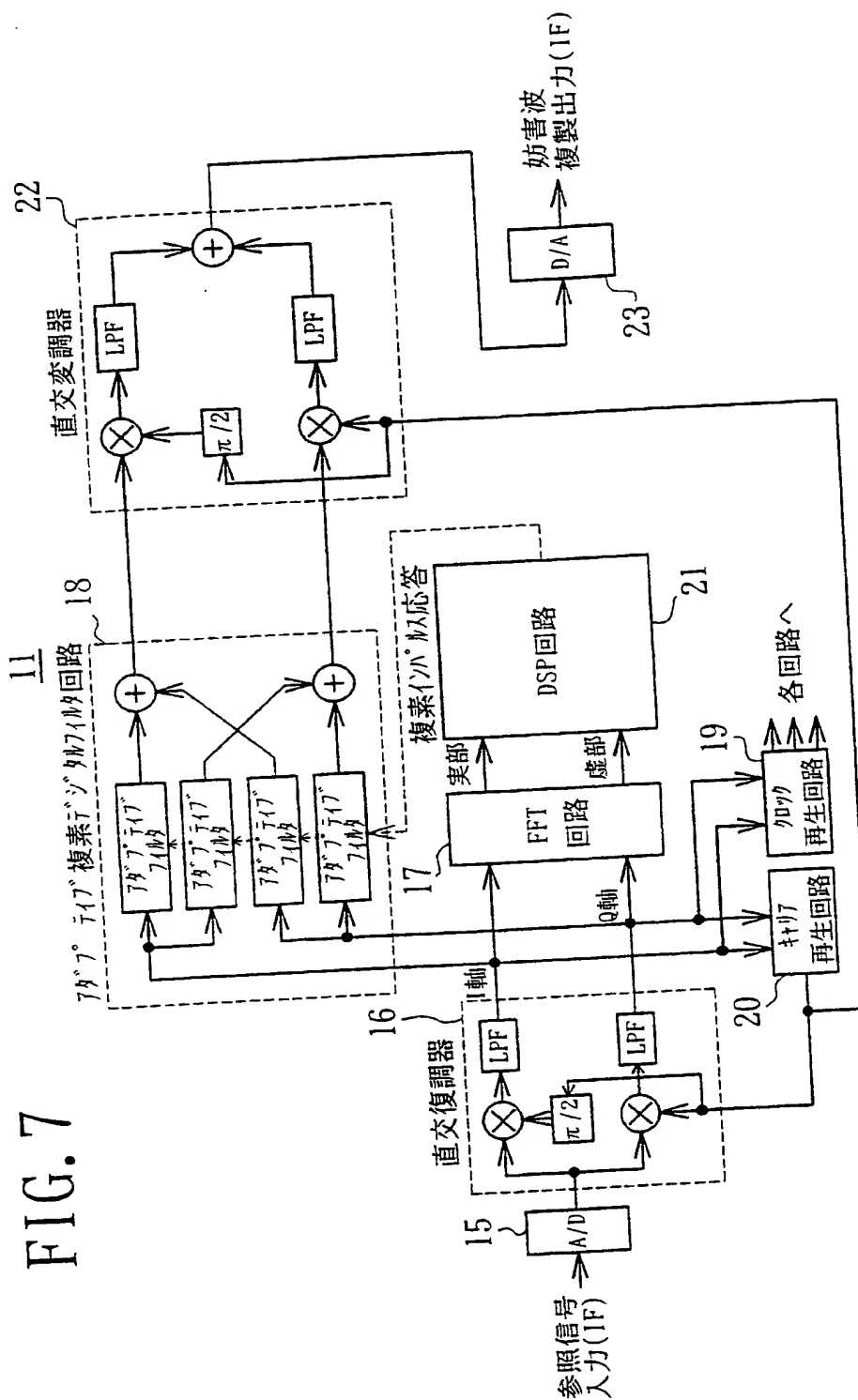


FIG. 7

FIG. 8

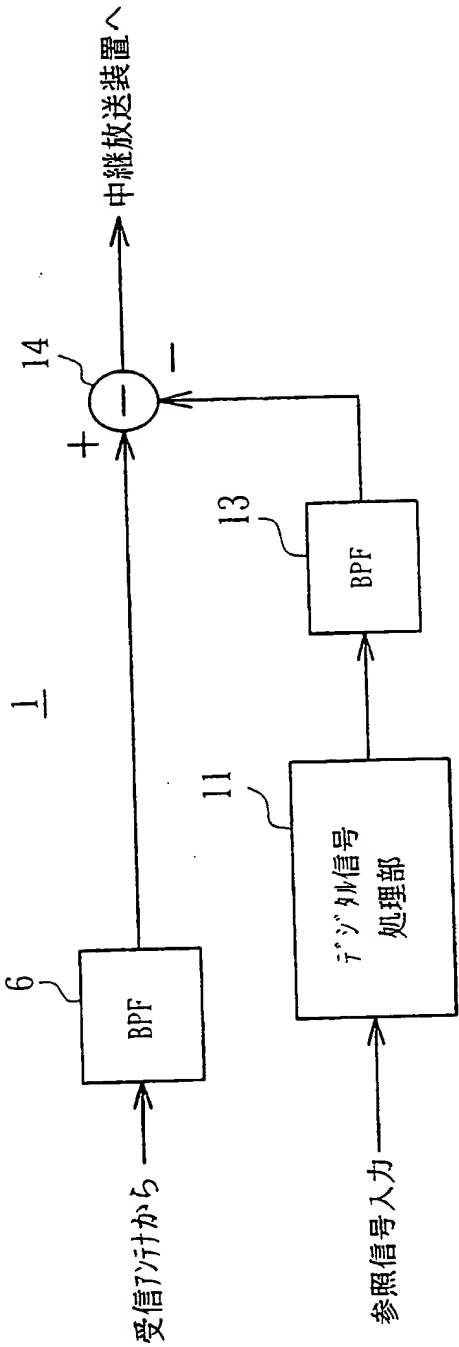


FIG. 9

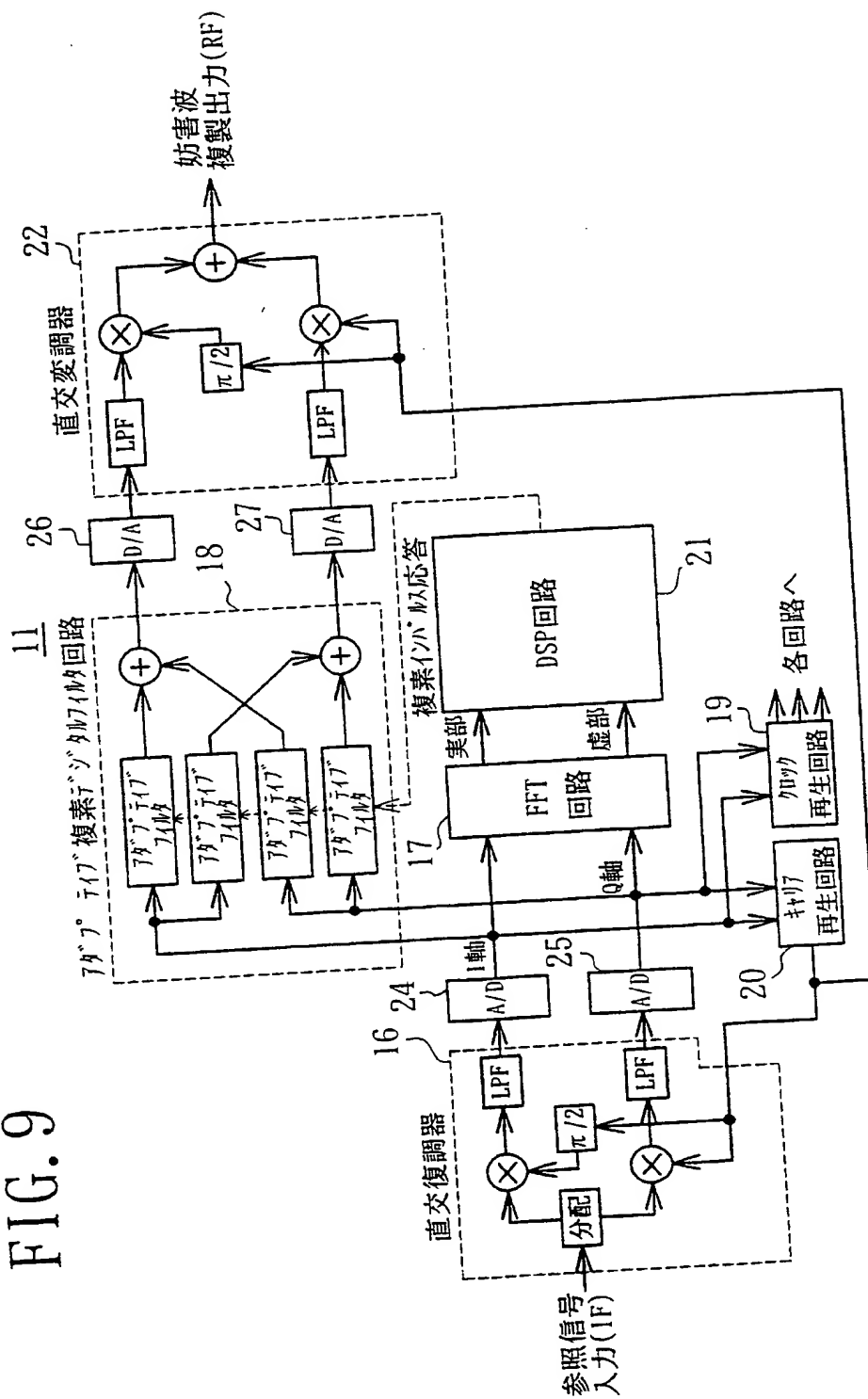


FIG. 10

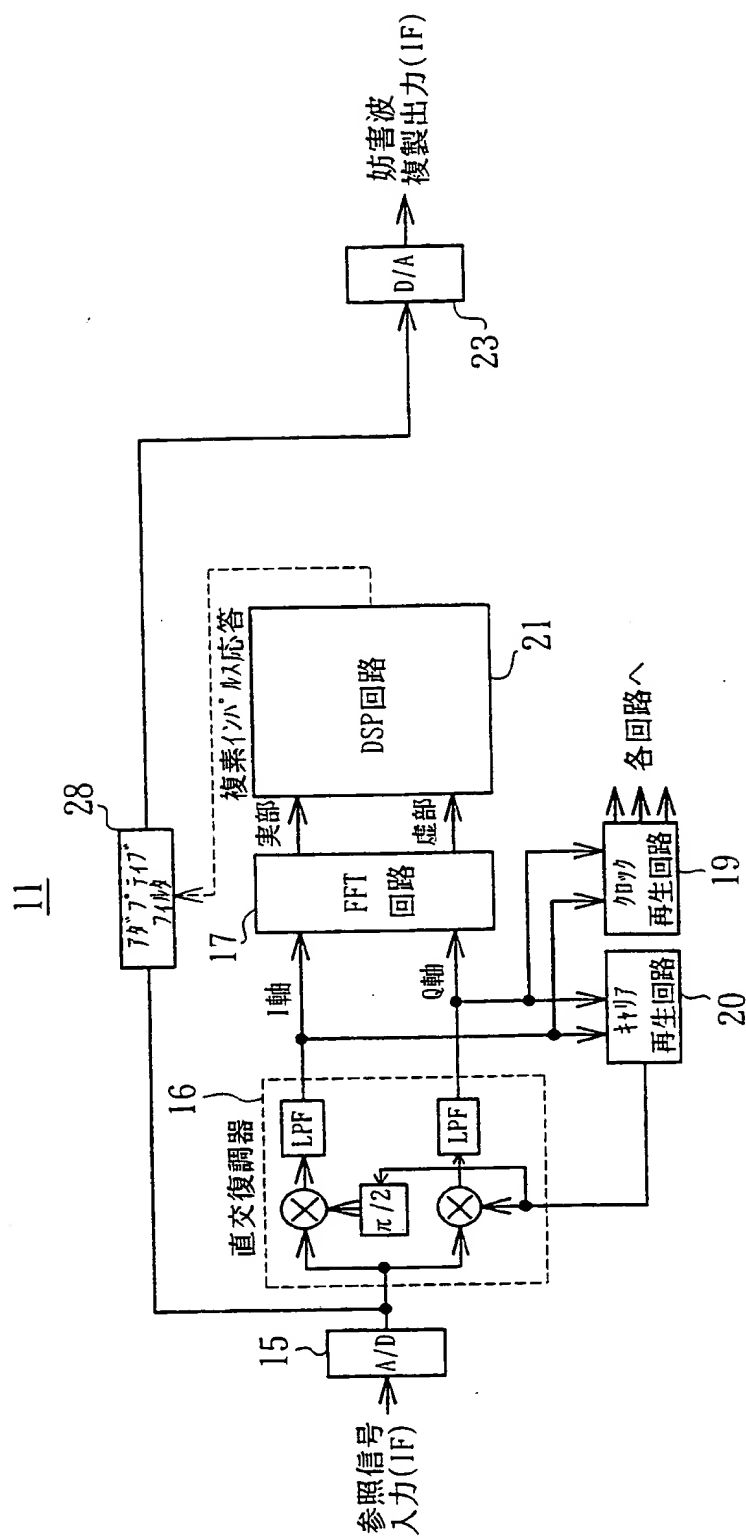
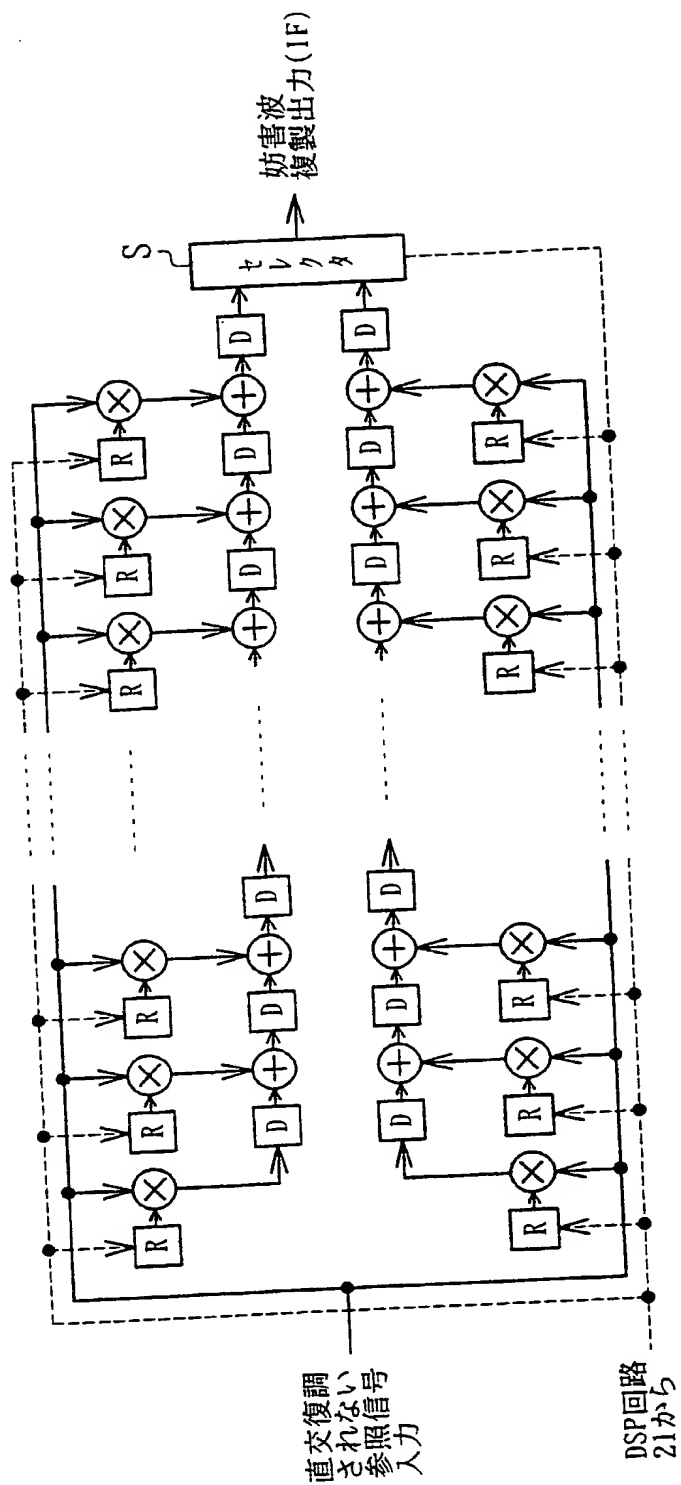


FIG. 11



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP99/03105

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl ⁶ H04J11/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl ⁶ H04J11/00, H04B7/005, H04B7/15		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1926-1998 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1998		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP, 2-249321, A (Toyo Communication Equipment Co., Ltd.), 25 February, 1997 (25. 02. 97), Page 2, upper right column, line 18 to lower right column, line 15 ; Fig. 1 (Family: none)	1, 2, 6
Y		3, 4, 7, 8
Y	Masayuki Takada, "Chijou digital housou no densou houshiki", Giken Koukai Kouen Kenkyuu Happyou Yokoushuu, 22 May, 1998 (22. 05. 98), pages 67 to 72	3, 4, 7, 8
Y	JP, 8-340315, A (Philips), 24 December, 1996 (24. 12. 96), Page 5, left column, lines 10 to 28 ; Figs. 1, 3 & EP, 734133, A1 & US, 5796814, A & FR, 2732178, A1	3, 4, 7, 8
PA	JP, 11-122156, A (Japan Radio Co., Ltd.), 30 April, 1999 (30. 04. 99), Page 2, right column, lines 15 to 23 ; Fig. 1 (Family: none)	1-9
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family
Date of the actual completion of the international search 7 September, 1999 (07. 09. 99)		Date of mailing of the international search report 21 September, 1999 (21. 09. 99)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP99/03105

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 3-6132, A (Nippon Hoso Kyokai), 11 January, 1991 (11. 01. 91), Page 2, upper left column, lines 11 to 19 ; Fig. 1 (Family: none)	1-9

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP99/03105

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.[°] H04J11/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.[°] H04J11/00Int. Cl.[°] H04B7/005Int. Cl.[°] H04B7/15

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1998

日本国公開実用新案公報 1971-1998

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP, 2-249321, A (東洋通信機株式会社), 25. 2月. 1997 (25. 02. 97), 第2頁右上欄第18行目-右下欄第15行目, 第1図 (ファミリーなし)	1, 2, 6
Y		3, 4, 7, 8
Y	技研公開講演・研究発表予稿集, 22. 5月. 1998 (22. 05. 98), 高田政幸, 「地上デジタル放送の伝送方式」, p 67-72	3, 4, 7, 8
Y	JP, 8-340315, A (フィリップス), 24. 12月. 1996 (24. 12. 96), 第5頁左欄第10行目-第28行目, 第1図、第3図&EP, 734133, A1&US, 5796	3, 4, 7, 8

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

07. 09. 99

国際調査報告の発送日

21.09.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

田口 英雄



5K

9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

様式PCT/ISA/210 (第2ページ) (1998年7月)

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP99/03105

C (続き) .	関連すると認められる文献	関連する 請求の範囲の番号
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	
P A	814, A&FR, 2732178, A1 JP, 11-122156, A (日本無線株式会社), 30. 4 月. 1999 (30. 04. 99), 第2頁右欄第15行目-第2 3行目, 第1図 (ファミリーなし)	1-9
A	JP, 3-6132, A (日本放送協会), 11. 1月. 1991 (11. 01. 91), 第2頁左上欄第11行目-第19行目, 第 1図 (ファミリーなし)	1-9

様式PCT/ISA/210 (第2ページの続き) (1998年7月)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

This Page Blank (uspto)